

#2

500.39117X00

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): Tatsuhiko NAKADA  
Serial No.:  
Filed: SEPTEMBER 29, 2000  
Title: METHOD AND APPARATUS OF DATA TRANSMISSION  
Group:



LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY

Honorable Commissioner of  
Patents and Trademarks  
Washington, D.C. 20231

SEPTEMBER 29, 2000

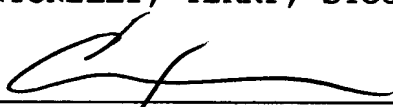
Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55, the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on Japanese Patent Application No.(s) 11-278135 filed September 30, 1999.

A certified copy of said Japanese Application is attached.

Respectfully submitted,

ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP

  
\_\_\_\_\_  
Carl I. Brundidge  
Registration No. 29,621

CIB/rdh  
Attachment  
(703)312-6600

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

Jc914 U.S.  
09/672881  
09/29/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

1999年 9月30日

出 願 番 号

Application Number:

平成11年特許願第278135号

出 願 人

Applicant (s):

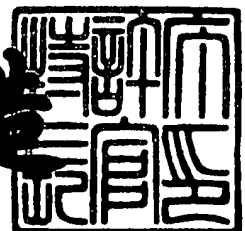
日立電子株式会社

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2000年 8月25日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3067692

【書類名】 特許願

【整理番号】 OL111231

【提出日】 平成11年 9月30日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G06F 13/00

【請求項の数】 4

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都小平市御幸町 3 2 番地 日立電子株式会社 小金井工場内

    【氏名】 仲田 樹広

【特許出願人】

    【識別番号】 000005429

    【氏名又は名称】 日立電子株式会社

    【代表者】 曾我 政弘

    【電話番号】 042-322-3111

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 036537

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 データ伝送装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直交周波数分割多重変調方式を用いたデータ伝送装置において、受信装置に、受信信号と所定の同期シンボル信号との相関演算により得られる相互相関値系列信号を解析してシンボル間干渉が最小となる有効相関ピークを検出し、該検出した有効相関ピークに基づいて当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行う手段を有することを特徴とするデータ伝送装置。

【請求項 2】 直交周波数分割多重変調方式を用いたデータ伝送装置において、受信装置に、受信信号と所定の同期シンボル信号との相関演算により得られる相互相関値系列信号を解析し、相関ピークが所定値以上で、シンボル間干渉が最小となる有効相関ピークを検出し、該検出した有効相関ピークに基づいて当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行う制御信号を生成する手段を有することを特徴とするデータ伝送装置。

【請求項 3】 請求項 1 乃至 2 に記載のデータ伝送装置において、上記有効相関ピークを検出できない場合、当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を保留し、直前の制御状態を保持する構成としたことを特徴とするデータ伝送装置。

【請求項 4】 請求項 1 乃至 3 に記載のデータ伝送装置において、上記有効相関ピークに基づいて受信サンプリングクロック周波数を送信側のサンプリングクロックに同期させるように制御する手段を設けたことを特徴とするデータ伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明はデータ伝送装置、特に直交周波数分割多重変調(OFDM:Orthogonal Frequency Divisional Multiplexing)方式を用いたデータ伝送装置に関する。

## 【 0 0 0 2 】

## 【従来の技術】

近年、移動体向けデジタル音声放送や、地上系デジタルテレビジョン放送への応用に適した変調方式として、マルチパスフェージングやゴーストに強いという特徴のある直交周波数分割多重変調方式 (Orthogonal Frequency Division Multiplex: OFDM) が注目を浴びている。この OFDM 方式は、マルチキャリア変調方式の一種であって、互いに直交する  $n$  本 ( $n$  は数十～数百) の搬送波にデジタル変調を施した伝送方式である。

そして、図 2 に示すように、多数のデジタル変調波を加算し、I 軸、Q 軸を直交変調して得られた変調信号を送信する。上記デジタル変調方式としては 4 相差動位相偏移変調方式 (DQPSK: Differential Quadrature Phase Shift Keying) が一般的によく用いられるが、16 値直交振幅変調方式 (16QAM: 16 Quadrature Amplitude Modulation) や、32QAM などの多値変調方式を用いることも可能である。

また、図 3 に示すように、OFDM のシンボル構成は、有効データシンボルに遅延波の影響を軽減するためのガードインターバルが付加された構成である。ガードインターバルは、有効データシンボルの信号が、巡回的になるように付加される信号である。ガードインターバルの付加により、ガード内の遅延時間の遅延波に対しては、そのシンボル間干渉による劣化を避けることが出来るため、マルチパスフェージングに対して強い耐性を有している。

## 【 0 0 0 3 】

一方、OFDM 方式は各キャリア間の周波数間隔が狭いため、送受信装置間のキャリア周波数誤差や復調系のサンプリングクロック周波数誤差によるキャリア間の干渉を生じ易く、それらの周波数に高い精度を必要とする。

そのため、受信装置が OFDM 信号を正しく受信し続けるためには、受信装置のサンプリングクロック周波数を送信信号のサンプリングクロック周波数に一致させるサンプリングクロック再生処理の必要がある。また、受信信号のフレーム周期やシンボル周期が時間的に変動する場合には、受信装置のサンプリングクロック周波数をその変動に追従させる必要がある。

そのため、送信側においては、OFDM送信信号を、有効データシンボルと数種類の同期シンボル群から伝送フレームを構成して伝送する。該伝送フレームの構成例を図4に示す。

受信側では、この同期シンボルに基づいて同期引き込み処理を行い、送信側、受信側のサンプリングクロック周波数の同期をとり、OFDM信号の復調を行っている。

#### 【0004】

次に、この伝送フレームを送信する送信装置を図5に示し、動作を説明する。

図4に示す様に、第1のシンボルは無信号同期シンボル(以下、ヌルシンボル)であり、ヌルシンボル発生器54にて生成される。このヌルシンボルはI、Q軸共に、その振幅レベルが0であり、時間軸上の特定の位置を大まかに検出するためのシンボルである。

第2のシンボルは、振幅が一定で、シンボル期間にわたって伝送帯域内の下限周波数から上限周波数まで時間とともに一定の割合で周波数に変化しているシンボル(以下、スweepシンボル)であり、スweepシンボル発生器55にて生成される。このスweepシンボルは、その自己相関関数が鋭いピーク値を持つことから、この性質を利用してヌルシンボルと比べて高精度で時間軸上の特定の時点を得ることが可能である。

第3シンボル以降のシンボルは、有効データを伝送するデータシンボルから構成されており、数十から数百シンボルのデータシンボルが連続している。このデータシンボルは、コンステレーションマッピング部51にてマッピングされたデータを、IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)演算部52にてIFFT演算し、時間軸信号に変換する。

ガードインターバル付加部53では、IFFT演算部52からの信号にガードインターバルを付加して、OFDM信号のデータシンボルが生成される。

これら同期シンボル及びデータシンボルから伝送フレームを構成し、セレクタ56からは、フレーム構成されたベースバンドのOFDM信号が出力される。

この信号はD/A変換部57に入力してディジタル/アナログ変換された後、ベースバンド(BB)/IF変換部58にて中間周波数(IF: Inter Frequency)

帯域にアップコンバートされ、伝送フレーム単位で、OFDM方式の送信信号を送信する。

#### 【0005】

図6に示す受信装置においては、受信信号を、IF帯域に変換した後、IF／BB変換部61にてIF帯域の信号からベースバンドの周波数帯域の信号に変換し、ベースバンドのOFDM信号を得る。そして、このベースバンドOFDM信号を、VCO67からのサンプリングクロックを用いてA／D変換部62にてサンプリングし、受信サンプル値系列の信号を得る。

次に、A／D変換部62でサンプリングする際のサンプリングクロック周波数を、送信信号のサンプリングクロック周波数に一致させる、受信側サンプリングクロック再生処理、及び受信サンプル値系列信号のフレームやシンボルの遷移点を検出して、受信装置におけるフレームやシンボル周期のタイミングを制御する一連の処理について、図8を参照して説明する。

上記のフレームタイミングやシンボルタイミングは、フレームカウンタ68のRES端子にて、受信サンプリングクロック単位でカウントしている。

まず、第一段階として、ヌルシンボル検出部63では、A／D変換部62からの受信サンプル値系列信号からヌルシンボルの開始点を検出し、伝送フレームの大まかな開始時点を示す信号NSを出力する。NSはフレームカウンタ68に入力され、時刻 $TC_1$ に、フレームカウンタ68のカウント値をリセットする。

フレームカウンタ68は、受信サンプリングクロック単位でカウントし続け、現時点でのフレームやシンボルのタイミングを大まかに決定する。

第二段階では、ヌルシンボル検出部63にて検出されたフレームの開始時点が誤差を含んでいるため、更に高精度に、伝送フレームの時間軸上の特定の時点を検出する。そのため、まず、第一段階にて得られた、ヌルシンボル開始位置に基づき、時間軸上に、所定の長さの時間窓を設ける。一般的に、この時間窓の長さは、スweepシンボル信号を含む長さを有している。

#### 【0006】

スweepシンボル相関演算部64では、この時間窓に含まれる受信サンプル値系列信号と、あらかじめ記憶されているスweepシンボル信号との相互相関計算

を、時間窓を時間軸上で順次移動させながら各時間窓の位置毎に行い、相互相関値系列信号を算出する。ここで、この時間窓は、スイープシンボルの前後に、十数サンプル程度移動させ、少なくとも受信信号のスイープシンボル期間を含むようにする。

スイープシンボルは、自己相関関数が鋭いピーク値を持つため、受信スイープシンボルとあらかじめ記憶されているスイープシンボルが一致したとき、相関値は大きな値となり、受信スイープシンボルが時間軸上でずれた場合には、相関値はほぼ0となる。このようにして時間窓を移動させたときの相互相関値系列は、図7のようになる。

次に、相関最大値位置検出部65で、相互相関値系列から最大値を検出する。相関最大値は、時間窓の位置が受信信号におけるスイープシンボルの位置と一致したときに最大となる。

そして、相関最大値を出力した時の時間窓の位置と、前記第一段階で検出したヌルシンボル開始位置に基づいてカウントしたスイープシンボルの時点との時間軸上における誤差を、受信サンプリングクロック単位で算出し、誤差情報ERRを出力する。

相関最大値位置検出部65は、受信サンプル値系列におけるスイープシンボル位置を高精度に検出することが可能であるため、時刻 $TC_3$ では相関最大値位置検出部65にて得られた誤差情報ERRを、フレームカウンタ68のLD端子に入力し、カウント値を補正する。このカウント値の補正は、例えば時刻 $TC_3$ におけるカウント値を誤差情報ERRの値だけ前後に補正することにより、次のフレームの開始時点( $TC_4$ )における受信サンプル値系列のフレームタイミングとフレームカウンタ68のフレームタイミングが一致する。

【0007】

また、この誤差情報ERRは、送信側のサンプリングクロックでカウントした1フレーム期間と、受信サンプリングクロックにてカウントした1フレーム期間との時間的な誤差を、受信サンプリングクロック単位でカウントした値であり、受信サンプリングクロックの周波数誤差として換算される。

そのため、VCO制御部66では、この相関最大値位置検出部65からの誤差



情報ERRより、VCO67の出力クロック周波数を可変制御するための信号を出力する。VCO67は、VCO制御部66からの周波数制御信号に基づいて可変制御されたサンプリングクロックを出力する。

この周波数制御を、第3フレーム以降も同様に行うことで、受信したOFDM信号をサンプリングするサンプリングクロックを、常に送信側のクロックに同期させることが出来る。

また、図8の第4フレームのように、受信サンプリングクロック周波数制御がほぼ安定した後ば、受信サンプリングクロック周波数の微妙な誤差は、フレームカウンタ68のカウント値に反映させない様、受信サンプリング誤差情報ERRの値が所定の範囲内(例えば±1以内)に収まっていた場合は、カウント値の補正を行わない。これは、受信サンプリングクロック周波数の制御をサンプル単位で行っているために、受信サンプリングクロック周波数の誤差を、1フレームで±1クロック以内に制御することが出来ないためである。

以上の処理により、受信サンプル値系列とフレームカウンタ68のカウント値が同期するため、受信サンプル値系列上のフレームやシンボルの遷移点等の特定の時点を、正確に知ることが出来る。

#### 【0008】

次に、上記の受信サンプリングクロック再生処理およびフレームタイミング、シンボルタイミングの制御が確立した後の復調処理について説明する。

まずA/D変換器62からの受信サンプル値系列信号は、FFT(Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換)演算部69に入力される。

この受信サンプル値系列信号をFFT演算部69に入力する際のタイミング、即ち、FFTの時間窓は、一般的にガードインターバルを有効に活用するため、図9に示す様に、シンボルの後方期間の受信サンプル値系列を入力する。

ここで、OFDM変調信号はガードインターバルを有しているため、図10に示す様に、山や建物による反射波が入力したとしても遅延時間がガードインターバル期間内であれば、前後のシンボルが混入することはない。

しかし、図11に示す様に、ガードインターバル期間以上の遅延時間を有する反射波が存在した場合は、前のシンボルが混入し、シンボル間干渉が発生する。

つまり、OFDM信号におけるシンボル間干渉は、ガウス雑音の混入とみなされるため、結果的にC/N（キャリア対雑音比：Carrier/Noise）の劣化として現れ、符号誤り率が劣化する。

ここで、FFT演算部69に入力されたデータ（受信サンプル値系列信号）は、高速フーリエ変換され、時間軸信号から周波数軸信号に変換される。

そして、復調処理部6Aは、FFT演算部69で周波数軸に変換されたデータを、各キャリア毎に変調方式に基づいて復調を行い、復調結果を出力する。

以上の処理により、OFDM変調方式を用いたデジタル信号伝送を行うことが出来る。

#### 【0009】

##### 【発明が解決しようとする課題】

上記従来技術による送信装置及び受信装置を用いて伝送を行う場合において、移動体伝送等の劣悪な伝送路条件での伝送を考える。

このような伝送路では、送信装置から受信装置に直接伝搬される主波と、建物や山等に反射した様々な反射波とが、それぞれ所定遅延時間を伴って伝搬されるため、受信装置では、それらの合成波が受信されることになる。

また、移動体伝送では、このような反射波の遅延時間やレベル等が刻々と変動し、さらには主波が建物等で遮断されて、主波のレベルが小さくなり、反射波のレベルの方が大きくなることもある。

これに対して、固定回線伝送においては、一般的に送信装置から受信装置まで見通しのきく場所を選んで回線設計が行われるため、レベルの大きな主波が安定して存在し、移動体伝送ほど劣悪な伝送路条件になることは少ない。

しかし、複数の中継局において、同一の周波数で中継伝送するSFN (Single Frequency Network) 方式の場合、中継局と中継局の間地点付近では伝搬の伝搬遅延時間差によるレベルの大きな2つの信号の合成波が受信されることとなる。

この場合、先に受信装置に到達した信号を主波、後から到達した信号を反射波としてみなすことが出来る。

#### 【0010】

このような反射波が主波に混入した時の受信したスweepシンボル信号と受信

装置に予め記憶されているスイープシンボル信号との相互相関値の算出の例を、図 1 2、図 1 3 に示す。

図 1 2 はレベルの大きい主波と、主波よりもレベルは小さいが、ある遅延時間を伴った反射波が存在する伝送路条件の場合を示す。このような反射波が混入すると、受信装置の相互相関値系列中に、主波と反射波のレベル及び遅延時間に応じたピークがそれぞれ発生する。図 1 2 ではグラフの中央に主波による相関ピークが存在し、その右側に反射波による相関ピークが存在している。

受信装置の相関最大値位置検出部 6 5 では、図 1 2 に示された様な相互相関値系列中から最大値を検出する。

この場合、グラフの中央に、主波による相関最大値が存在しているため、相関最大値位置検出部 6 5 では、この主波による相関ピークを最大値として検出し、来れに基づいて、受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行っている。

この時の受信信号の模式図を図 1 0 に示す。ここで、図 1 0 は反射波の遅延時間がガードインターバル期間よりも短い状態を示している。

この場合、相関最大値は、レベルの大きな主波によるものであるため、FFT 演算部 6 9 の時間窓は主波のタイミングに基づいて決定される。従って、前後のシンボルが混入することは無く、シンボル間干渉は発生しない。

【0 0 1 1】

これに対して、図 1 3 に示す例は、主波と、主波よりもレベルが大きく、更に遅延時間がガードインターバル長よりも短い反射波が存在する伝送路条件の場合を示している。図 1 3 のグラフ中央には主波による相関ピークがあり、グラフ右側に主波よりも大きなレベルの反射波による相関ピークが示されている。

この様な場合、相関最大値位置検出部 6 5 では、図 1 3 に示されたように相互相関値系列中において、グラフの右側の反射波による相関ピークが最大値であるため、それを最大値として検出する。

これにより、この反射波による相関ピークに基づいてフレームタイミング及びシンボルタイミングの制御が行われる。

この場合の受信信号の状態を図 1 4 に示す。つまり、この場合は、フレーム

カウンタ 82 によるフレームタイミング及びシンボルタイミングは、上記の様に反射波に基づいて制御されるため、FFT 演算部 69 の時間窓も、反射波のタイミングで決定される。

この様に、FFT 時間窓が反射波に同期してしまうため、FFT 演算部 69 に入力される受信サンプル値系列信号には、現在のシンボルの主波と反射波に加えて、次のシンボルの主波が合成されて入力してしまい、シンボル間干渉が生じてしまう。つまり、次のシンボルの主波は現在のシンボルに雑音として混入するため、結果として C/N の劣化が発生し、符号誤り率が劣化してしまう。

この C/N 劣化の例を示すと、有効シンボル長が  $51.2 \mu\text{sec}$  の場合で、主波よりも 5 dB レベルが高く、遅延時間が  $1.5 \mu\text{s}$  の反射波が混入した場合に、C/N は約 21 dB に劣化してしまうという欠点が挙げられる。

#### 【0012】

次に、図 22 は、主波と、主波よりも更にレベルが大きく、遅延時間がガードインターバル長よりも長い反射波が存在する伝送路条件の場合を示している。

図 22 のグラフ中央には主波による相関ピークがあり、グラフの右側には主波よりも更に大きなレベルの反射波による相関ピークが示されている。

このような場合においては、FFT 演算部 69 の時間窓を反射波のタイミングに合わせて設定した方が、シンボル間干渉の度合いが少なくなる場合がある。

このような場合の例を、図 23 の模式図、図 24 を用いて説明する。

図 23 の様に、主波のタイミングに基づき FFT 時間窓を設定した場合には、ガードインターバルを超えて混入した前のシンボルの反射波が現在のシンボルに混入し、シンボル間干渉を引き起こす。一方、反射波のタイミングに基づいて FFT 時間窓を設定した場合には、次のシンボルの主波が現在のシンボルに混入するため、同様にシンボル間干渉を引き起こす。

つまり、ガードインターバル長より長い遅延時間の反射波が混入したときに、主波のタイミングに基づいて FFT 時間窓を設定した場合と、反射波のタイミングに基づいて FFT 時間窓を設定した場合とで、何れの場合もシンボル間干渉を引き起こすが、前のシンボルの反射波が混入するか、次のシンボルの主波が混入するかの違いにより、発生するシンボル間干渉の度合いは異なる。

## 【0013】

図24は、ガードインターバル長より遅延時間の長い反射波が存在する時に、FFT時間窓を主波あるいは反射波のどちらに同期させた方がシンボル間干渉の度合いが少なくなるかを示した図である。

ここで、図24の縦軸は、主波と反射波のレベルの比率(D/U比)をデシベル単位で表し、横軸は反射波の遅延時間を表すものである。なお、この場合は、OFDMデータシンボルの有効シンボル長を $51.2\mu\text{s}$ 、ガードインターバル長を $1.6\mu\text{s}$ としている。

この図において、グラフの上側部分の領域(白色部分)では、主波のタイミングでFFT時間窓を設けた方がシンボル間干渉が少なく、グラフの下側部分の領域(斜線部分)では反射波のタイミングでFFT時間窓を設けた方がシンボル間干渉が少なくなることを表している。また、遅延時間がガードインターバル期間内で、反射波よりも主波のレベルの方が大きな場合には、前述のように、FFTの時間窓を常に主波のタイミングで設けることで、シンボル間干渉はなくなる。

このように、ガードインターバル長を超える遅延時間を伴った反射波が存在する場合、主波あるいは反射波のどちらのタイミングでFFT時間窓を設けた方がシンボル間干渉が少なくなるかは、反射波の遅延時間とレベルにより異なる。

## 【0014】

ここで、移動体伝送での運用を考慮すると、前述の様に、伝送路状況は刻々と変化するため、相互相関値系列は図12や図13の例に示したように変化する。

例えば、あるフレームでは主波による相関ピークが大きくなり、次のフレームでは反射波による相関ピークが大きくなったりと、相互相関値系列における主波と反射波の相関ピーク値の変動が激しくなる。

前述の様に、相関最大値位置検出部65は、この様な相互相関値系列の変動に追従してしまうため、伝送路状況によって最大値を検出したときの時間窓の位置が変動し、誤差情報ERRの値も変動してしまう。

これがVCO制御部66に反映され、結果的にVCO67から出力される受信サンプリングクロック周波数も変動してしまい、復調処理部6Aにおいて正しい復調処理が出来なくなる。

更に、誤差情報ERRの変動は、フレームカウンタ68のカウント値をも変動させることになるため、フレームタイミング及びシンボルタイミングも変動してしまうという欠点が生じる。

そこで本発明は上記欠点を除去し、OFDM方式で伝送を行うデジタル伝送装置において、受信サンプリングクロックの同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を、常に適切に行うことを目的とする。

また、伝送路状況が変動する移動体伝送等の運用において、相互相関ピーク値が変動する場合でも、受信側サンプリングクロック周波数を送信側サンプリングクロック周波数に常に同期させ、安定して供給し続けることを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的を達成するため、直交周波数分割多重変調方式を用いたデータ伝送装置において、受信装置に、受信信号と所定の同期シンボル信号との相関演算により得られる相互相関値系列信号を解析してシンボル間干渉が最小となる有効相関ピークを検出し、該検出した有効相関ピークに基づいて当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行うようにしたものである。

また、直交周波数分割多重変調方式を用いたデータ伝送装置において、受信装置に、受信信号と所定の同期シンボル信号との相関演算により得られる相互相関値系列信号を解析し、相関ピークが所定値以上で、シンボル間干渉が最小となる有効相関ピークを検出し、該検出した有効相関ピークに基づいて当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行う制御信号を生成するようにしたものである。

更に、上記有効相関ピークを検出できない場合は、当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を保留し、直前の制御状態を保持するようにしたものである。

そして、上記有効相関ピークに基づいて受信サンプリングクロック周波数を送信側のサンプリングクロックに同期させるように制御するものである。

即ち、受信装置において、受信信号と所定の同期シンボルとの相互相関演算を

施して相互相関値系列信号を得る。

そして、得られた相互相関値系列中から主波あるいは反射波により生成された複数の相関ピークを検出する。

ここで、検出された相関ピーク値と所定値との大小関係を比較し、検出された相関ピーク値の方が所定値よりも大きな場合は、有効相関ピークとして判断し、所定レベル以上の電力を有する主波あるいは反射波の相関ピークを検出する。

そして、主波あるいは反射波のどちらの相関ピークのタイミングでFFT時間窓を設けた方が良いかを判断し、同期確立用の相関ピークを特定する。

#### 【0016】

以上の処理により得られた同期確立用の有効相関ピークに基づいて、受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行うものである。

ここで、伝送路状況の変動等により、安定して存在していた同期確立用の有効相関ピークのレベルが減少し、所定値よりも相関ピーク値の方が小くなる場合、伝送路状況が劣悪で、安定した受信信号が受信装置に到達していないものと判断して、受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を保留し、安定して受信された時の制御状態を保持したまま復調を行うようにしたものである。

この様に、受信装置の受信サンプリングクロック同期処理、フレームタイミング、シンボルタイミングの制御を最適な相関ピークに基づいて行うことにより、シンボル間干渉を抑えることが出来、符号誤り率の劣化も抑えることが出来る。

さらに、移動体伝送等の運用において伝送路状況が変動し、受信装置において相互相関ピーク値が変動する場合においても、安定した有効相関ピークに基づいて受信サンプリングクロック周波数の同期処理を行うことができ、受信サンプリングクロック周波数を送信サンプリングクロック周波数に常に同期させ、受信サンプリングクロックを安定して供給し続けることが可能となる。

#### 【0017】

#### 【発明の実施の形態】

以下、本発明によるディジタル伝送装置の受信装置について、図1の実施形態

により詳細に説明する。

送信装置から伝送され伝送路を経由して受信装置に到達した受信信号は、従来の技術と同様に、まず、I F / B B 変換部 6 1 にて中間周波数 (I F) 帯域の信号からベースバンド周波数帯域の信号に変換される。

I F / B B 変換部 6 1 からの出力は、A / D 変換部 6 2 にて受信サンプリングクロックを用いてアナログ / デジタル変換される。A / D 変換部 6 2 により得られた受信サンプル値系列信号は、ヌルシンボル検出部 6 3 とスイープシンボル相関演算部 6 4 及び F F T 演算部に入力される。ヌルシンボル検出部 6 3 では、受信サンプル値系列信号からヌルシンボルを検出し、フレームの開始時点を大まかに検出する。ヌルシンボル検出部 6 3 の出力 N S は、スイープシンボル相関演算部 6 4 に入力され、フレーム開始信号 N S のタイミングに基づいて受信サンプル値系列信号と、予め設定されているスイープシンボルとの相互相関演算を行い、相互相関値系列を得る。

#### 【 0 0 1 8 】

以下、本発明による有効相関位置検出部 1 を含む受信装置の動作を説明する。

有効相関位置検出部 1 の構成を図 1 5 に示す。有効相関位置検出部 1 は、有効相関ピーク検出部 1 1 と制御状態保護部 1 2 から構成される。また、図 1 6 に有効相関ピーク検出部 1 1 の詳細な構成を示す。

スイープシンボル相関演算部 6 4 の出力である相互相関値系列信号は、D F F (D 形フリップフロップ) 1 1 4 に入力され、D F F 1 1 4 の出力は D F F 1 1 5 に入力される。ここで、相互相関値系列信号を、図 1 7 に示すように、C (T) (但し T はサンプル番号で自然数) と定義すると、D F F 1 1 4 の入力は C (T)、D F F 1 1 5 の入力は C (T-1)、D F F 1 1 5 の出力は C (T-2) として表すことが出来る。

前述のように、受信信号における主波とは、受信装置に最も早く到達した信号であり、これは相互相関値系列 C (T) における相関ピークの中で最も早い時点、即ち T が最も小さい時点での相関ピークが主波による相関ピークであり、それに続く相関ピークは反射波によるものとなる。

相互相関値系列 C (T) 中にピークが存在するということは、C (T) の微分係数



$(dC(T)/dT)$ が、 $T$ を大きくするにつれて増大し、ピークの最大値を迎えた後、 $C(T)$ の微分係数が減少する傾向にあれば、ピークが存在したことになり、その時のピークの最大値がピーク値として与えられる。

【0019】

このことをサンプル値系列で表現すると、微分係数は、 $C(n) - C(n-1)$  ( $n$ は自然数)と表されるので、

$$C(T-1) - C(T-2) > 0 \quad (\text{微分係数が増大傾向}) \dots\dots\dots (1)$$

$$\text{かつ、} \quad C(T) - C(T-1) < 0 \quad (\text{微分係数が減少傾向}) \dots\dots\dots (2)$$

である時、相互相関値系列信号中にピークが存在したことになり、また、この時のピーク値は $C(T-1)$ である。

上記の式(1)を有効相関ピーク検出部11の構成により説明すると、DFF114の出力信号である $C(T-1)$ から、DFF115の出力信号である $C(T-2)$ を減算器117にて減算する。

減算器117は、 $C(T-1) - C(T-2)$ の減算を行い、演算結果が正数であるか、あるいは負数であるかを示すために、減算結果の最上位符号ビットを出力する。2の補数で減算を行った場合、符号ビットが0であれば減算結果が正数であること示し、1であれば負数であることを示している。

また、上記の式(2)も同様に、有効相関ピーク検出部11の構成により説明すると、DFF114への入力信号である $C(T)$ からDFF114の出力信号である $C(T-1)$ を減算器116にて減算する。減算器116は $C(T) - C(T-1)$ の減算を行い、同様に演算結果の正負を示す符号ビットを出力する。

ここで、ピークが存在するということは、式(1)と(2)が同時に成立した時であるので、減算器117の減算結果が正数、即ち減算器117の出力が0、かつ、減算器116の減算結果が負数、即ち減算器116の出力が1の時に成立する。

【0020】

次に、減算器117の出力を反転器118に入力し信号を反転してAND回路119に入力する。AND回路119のもう一方の入力には、減算器116の出力が入力され、AND回路119の出力は2入力と共に1、即ち相関ピークが

存在した時に 1、そうでない時には 0 を出力する。

しかし、図 7、図 1 2、図 1 3 等に表示される相互相関値系列において、上記の処理により検出された相関ピークは、相互相関値系列波形のレベルが小さい部分においても、数多く存在する。これらレベルの小さい相関ピークは、相互相関演算の時間窓が主波あるいは反射波のスイープシンボルに一致した時に発生する相関ピークではなく、雑音により発生するものである。

従って、このような雑音による相関ピークを除くために、図 1 8 に示すように相互相関値系列中に所定のしきい値を設定し、相関ピークの値が所定の値以上であるときに有効な相関ピークとして判断する。このようにして、得られた相互相関値系列中から主波あるいは反射波により生成された複数の有効相関ピークを検出する。

#### 【0 0 2 1】

この動作を説明すると、この所定値をしきい値発生器 1 1 1 から出力させる。所定値はあらかじめ固定の値に設定したり、受信サンプル値系列のレベルの通倍に設定して受信サンプル値系列のレベルに追従させたりして決定する。

しきい値発生器 1 1 1 からの出力は、比較器 1 1 2 の一端子に入力される。また、比較器 1 1 2 の + 端子入力には、相関ピークの値である  $C(T-1)$ 、即ち、DFF 1 1 4 の出力を入力する。比較器 1 1 2 では、DFF 1 1 4 の出力値としきい値発生器 1 1 1 からの出力値との大小関係と比較し、DFF 1 1 4 の出力値の方が大きい時に 1 を出力し、有効な相関ピークであることを示す。

以上、相関ピークが存在することを示すフラグである AND 回路 1 1 9 の出力と、相関ピークが所定のレベルを有し、有効であることを示すフラグである比較器 1 1 2 の出力が、両方とも 1 である時に有効な相関ピークが得られる。

ここで、AND 回路 1 1 9 の出力を AND 回路 1 1 3 の一方の入力に接続し、比較器 1 1 2 の出力を AND 回路 1 1 3 のもう一方の入力に接続する。これにより、AND 回路 1 1 3 からは、これら 2 入力 that 両方とも 1 の時に、VPK 信号として 1 を出力し、1 が出力された時、有効な相関ピークがあったことを示す。

#### 【0 0 2 2】

また、上記の相関ピーク検出処理において、相関値系列カウンタ 1 1 A では、

相互相関値系列のサンプル番号Tをカウントし、対応する相関ピークのカウント値、即ち、有効相関ピークが複数あった場合、それぞれのサンプル番号Tを出力する。

上記各VPK信号は、干渉判別部11CのPK端子に入力され、DATA端子には、その時のDFF114の出力、即ち対応する各相関ピーク値が入力され、LOC端子には、その時の相関値系列カウンタ11Aの出力、即ち、対応する各サンプル番号が入力される。

干渉判別部11Cでは、上記のようにPK端子が1になった時、DATA端子の各相関ピーク値とLOC端子の各サンプル番号を有効であるとして、それらを記憶する。つまり、例えば、図18に示す様な場合には、主波と反射波により生成された2つの有効相関ピーク値と対応する各サンプル番号が記憶される。

そして、これら有効相関ピーク値から、主波と反射波のレベル差(D/U比)を算出する。また、当該サンプル番号から反射波の遅延時間を算出する。

これらの算出したD/U比と遅延時間の関係を、図24に示す関係を用いて、主波あるいは反射波のどちらの相関ピークに同期してFFT時間窓を設けた方がシンボル間干渉が少ないかを判断し、判断結果から、最もシンボル間干渉の少ない相関ピークを同期確立用とする。

#### 【0023】

また、有効相関ピークが存在した時のサンプル番号をVLOCとして出力し、有効な相関ピークが存在することを示すフラグ(PKF)に1を出力する。

しかし、相互相関値系列中に有効な相関ピークが存在せず、VPK信号が全て0の場合には、同様にPKFとして0を出力する。

干渉判別部11Cからの有効相関ピークのサンプル番号を示すVLOC信号は位置補正回路11Bに入力される。

位置補正回路11Bは、このVLOC信号から、即ち、同期確立用のスweepシンボル位置から、フレーム開始タイミングを算出し、フレームカウンタ68のカウント値との誤差信号MERRを出力する。ここで、フレームカウンタ68によるフレーム開始タイミングと、同期確立用のスweepシンボル位置から想定されるフレーム開始タイミングが一致していれば誤差信号MERRは0となり、

誤差が生じていれば、そのサンプリングクロック単位の誤差量を出力する。

以上の処理により、有効相関ピーク検出部 1 1 は相互相関系列中における相関ピークを検出し、最もシンボル間干渉が少ない相関ピークを判別する。そして有効相関ピークが存在すれば、有効相関ピークが存在することを示すフラグである P K F 信号とフレームカウンタ 6 8 との誤差を示す M E R R 信号を出力する。

#### 【 0 0 2 4 】

次に、制御状態保護部 1 2 の構成を図 1 9 に示し、その動作を説明する。

前述のように、移動体伝送での運用においては、相互相関値系列における主波および反射波の相関ピーク値の変動は激しくなることがあり、受信サンプリングクロック周波数の変動、及びフレームタイミング、シンボルタイミングの変動が発生することがある。

制御状態保護部 1 2 は、伝送路状況が安定しており、受信装置に安定した受信サンプリングクロックが供給され、フレームタイミング及びシンボルタイミングも安定しており、レベルの大きな主波が安定して到達している場合は、受信装置において、主波による有効相関ピークを同期確立用とし、これに基づいて、受信サンプリングクロック周波数の制御、フレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行うように動作させる。

しかし、伝送路状況が劣悪で、安定した主波が受信装置に到達していない場合には、受信装置における上記の制御を保留させ、安定して受信された時の状態のままで復調を行わせるという機能を有している。

この制御状態保護部 1 2 の動作を、図 2 1 に示すタイミングチャートを用いて詳しく説明する。

#### 【 0 0 2 5 】

有効相関ピーク検出部 1 1 から出力される誤差情報 M E R R は、同期の未確立時には大きな値で変動し、受信サンプリングクロック周波数制御およびフレームタイミング、シンボルタイミングの制御が行われる。

その後、同期が確立し、伝送路状況も安定している場合、誤差情報 M E R R の変動は少なくなる(例えば、変動量が  $\pm 1$  以内)。

比較器 1 2 1 では、入力された誤差情報 M E R R が、所定範囲内(例えば  $\pm 1$ )

であるときは、安定した受信状態であることを示して、1を出力する。

しかし、安定していた伝送路状況が変動し、図20に示す様な相互相関値系列になり、図16の比較器112における主波の相関ピーク値が、しきい値発生器111のレベルよりも小さくなった時は、誤差情報MERRの変動が急激に大きくなり、所定範囲(例えば±1)を超えた値になる。この時、比較器121は、伝送路状況が変動し、不安定になったとして、0を出力する。

また、有効な相関ピークが存在することを示すフラグであるPKFは、AND回路122に入力される。AND回路122のもう一方の入力には比較器121からの出力が入力されている。AND回路122は、PKFが1、即ち有効な相関ピークが存在することと、比較器121の出力が1、即ち安定した伝送路状態であることの2つの条件が成立した時に1を出力する。

#### 【0026】

AND回路122の出力は、アップダウンカウンタ124のU/D端子に入力される。アップダウンカウンタ124は、U/D端子の信号が1ならばカウント値をアップカウントさせ、0であればカウント値をダウンカウントさせる。

アップダウンカウンタ124では、カウント値をカウンタ上限値発生器123(図21では出力値を例えば10に設定)から出力される値までカウントしたら、その時( $t_1$ )からU/D端子に0が入力されるまで、カウント値を保持する。

このように、カウント値がカウンタ上限値発生器123の値で保持されているということは、伝送路上状況が定常的に安定している期間( $t_1 \sim t_2$ )であることを示している。

アップダウンカウンタ124の出力は比較器126に入力され、比較器126のもう一方の入力には保護値発生器125の出力が接続されている。

比較器126は、アップダウンカウンタ124の出力と保護値発生器125に設定された所定の値との大小関係を比較し、保護値発生器125の値よりアップダウンカウンタ124の値の方が大きい場合には1を出力し、小さい場合には0を出力する。

#### 【0027】

また、保護値発生器125は、カウンタ上限値発生器123の値よりも小さな

値にあらかじめ設定されている(図21の場合、例えば5に設定)。

$t_1 \sim t_2$ 期間のように安定した伝送路状況にある時は、保護値発生器125の値よりアップダウンカウンタ124の値の方が大きいため、比較器126の出力は1となる。

比較器126からの出力はAND回路129に入力され、AND回路129のもう片方の入力には、AND回路122の出力を反転器128で反転させた信号が入力されている。

従って、安定期間( $t_0 \sim t_2$ )では、AND回路122の出力は1であるため、AND回路129への入力は反転器128にて反転されて0になり、AND回路129の2入力は1と0になって出力は0となる。

AND回路129の出力はセクタ12Aの切換え端子に接続され、セクタ12Aは切換え端子の信号が0の時はI0端子の信号を誤差情報信号ERRとして出力し、1の時はI1端子の信号を出力する。

従って、 $t_0 \sim t_2$ 期間では、切換え端子入力の値は0であるので、I0端子の信号、即ちMERR信号を誤差情報ERRとしてそのまま出力して、受信サンプリングクロック周波数を送信側のサンプリングクロック周波数に同期するように制御する。

#### 【0028】

しかし、伝送路状況が定常的に安定した状態から一瞬不安定な状態に変動した時( $t_2 \sim t_3$ )は、伝送路状態を示すAND回路122の出力が0となり、アップダウンカウンタ124は、ダウンカウントを始める。しかしながらこの場合、アップダウンカウンタ124のカウント値が保護値発生器125の値よりも大きいため、比較器126は1を出力する。

そしてこの場合、AND回路122の信号は0になり、反転器128にて反転されるため、AND回路129の入力信号は1となり、AND回路129は1を出力する。

従って、AND回路129からの1の出力により、セクタ12AはI1端子側に切り換えられ、VCO67を制御するための誤差情報信号ERRを0にする0値発生器127からの信号0を誤差情報信号ERRとして出力する。

誤差情報信号ERRが0になると、VCO制御部66では、受信サンプリングクロック周波数誤差が無いものとして、VCO67の周波数制御電圧を現状の値に保持する。

このように、定常的に伝送路が安定状態にあった時から伝送路状況が一瞬変動して不安定になった場合には、安定して受信していた時の制御状態を保持して、復調動作を行う。

そして、安定した伝送路状況にある $t_3 \sim t_4$ 期間は、上記 $t_0 \sim t_2$ 期間の時と同様の処理を行い、誤差情報としてMER Rをそのまま出力する。

#### 【0029】

次に、 $t_4 \sim t_6$ 期間のように伝送路状況が連続的に不安定となった場合について説明する。

まず、アップダウンカウンタ124の出力値が保護値発生器125の値よりも大きくて比較器126から1が出力される $t_4 \sim t_5$ 期間では、 $t_2 \sim t_3$ 期間と同様の処理を行い、誤差情報信号ERRを0とし、現状の制御状態を保持する。

しかし、アップダウンコンバータ124の出力が保護値発生器125の値よりも小さくなった時( $t_5$ )、比較器126の出力は0となり、AND回路129の出力も0となる。

従って、 $t_5 \sim t_6$ の期間、セレクタ12Aは、I0端子側に切り換わり、誤差情報ERRとして、入力されるMER R信号をそのまま出力する。

即ちこの動作は、伝送路状況が保護発生器125に設定された値(期間)よりも長く連続して不安定になった時は、受信装置の制御状態が送信装置側に同期していない可能性が高いため、受信サンプリングクロック周波数制御、及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を再び行うものである。

以上説明した本発明による受信装置では、同期確立用相関ピークに基づいて、フレームタイミング及びシンボルタイミングを制御しているが、本発明の機能はフレームタイミング及びシンボルタイミングの制御は安定させて、FFT時間窓のみを時間軸方向にずらすことによっても達成することが可能である。

【0030】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明による受信装置では、伝送路状態が劣悪で主波と反射波の合成波が受信信号として受信され、さらに主波よりも反射波のレベルの方が大きくなる場合においても、フレームタイミング及びシンボルタイミングの制御、即ち、FFT演算部の時間窓の制御をシンボル間干渉が最小となるように制御することで、符号誤り率の劣化を抑えることが可能となる。

さらに、移動体伝送等の運用において伝送路状況が変動し、受信装置における相関ピーク値が変動する場合において、伝送路状況が劣悪で安定した主波が受信装置に到達していない場合には、受信サンプリングクロック周波数の制御を保留し、安定して受信された時の状態を保持することで、受信サンプリングクロックを安定して供給し続けることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明による受信装置の一実施例の構成を示すブロック図

【図2】

OFDM変調信号の1例を示す波形図

【図3】

OFDMシンボルの1例を示す波形図

【図4】

OFDM変調信号の伝送フレームの構成を示す波形図

【図5】

従来技術における送信装置の構成を示すブロック図

【図6】

従来技術における受信装置の構成を示すブロック図

【図7】

相互相関値系列信号の状態を示す図

【図8】

フレームカウンタ82の動作を説明するタイムチャート



【図 9】

F F T 演算部 6 9 の時間窓を説明する模式図

【図 1 0】

ガードインターバル期間内の反射波の混入状況を説明する模式図

【図 1 1】

ガードインターバル期間外の反射波の混入状況を説明する模式図

【図 1 2】

反射波(レベル小)が混入した時の相互相関値系列信号の状態を示す図

【図 1 3】

反射波(レベル大)が混入した時の相互相関値系列信号の状態を示す図

【図 1 4】

反射波に同期した時の F F T 時間窓を説明する模式図

【図 1 5】

本発明の有効相関位置検出部 1 の 1 構成例を示すブロック図

【図 1 6】

本発明の有効相関ピーク検出部 1 1 の 1 構成例を示すブロック図

【図 1 7】

相互相関値系列 C ( T ) を説明する模式図

【図 1 8】

相互相関値系列信号の状態を示す図

【図 1 9】

本発明の制御状態保護部 1 2 の 1 構成例を示すブロック図

【図 2 0】

主波相関ピークが所定値を超えない相互相関値系列信号状態を示す図

【図 2 1】

本発明の制御状態保護部 1 2 の動作を説明するタイミングチャート

【図 2 2】

相互相関値系列信号の状態を示す図

【図 23】

反射波混入時のFFT時間窓を表す模式図

【図 24】

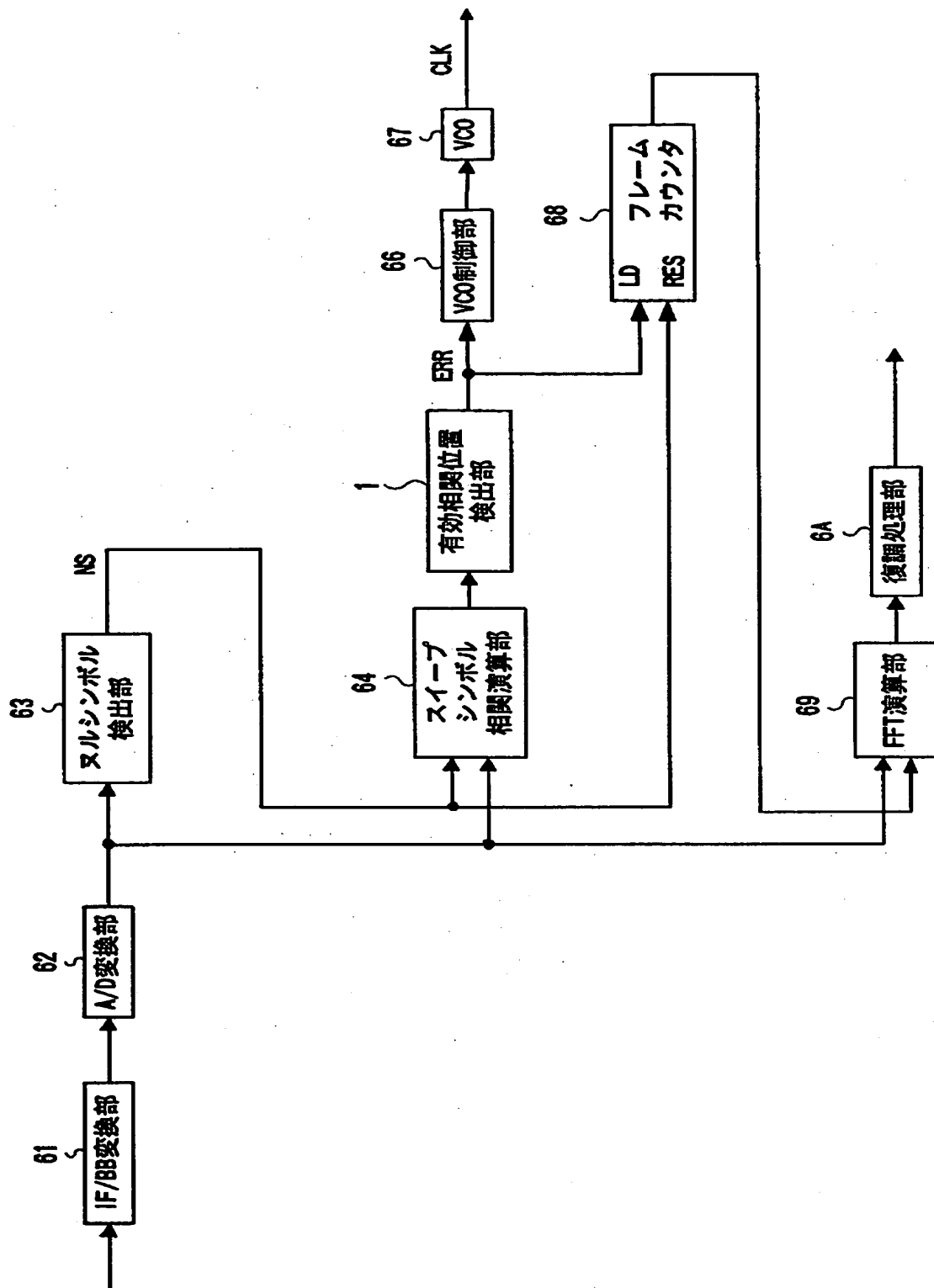
主波、反射波のどちらに同期した方がシンボル間干渉が少ないかを示す図

【符号の説明】

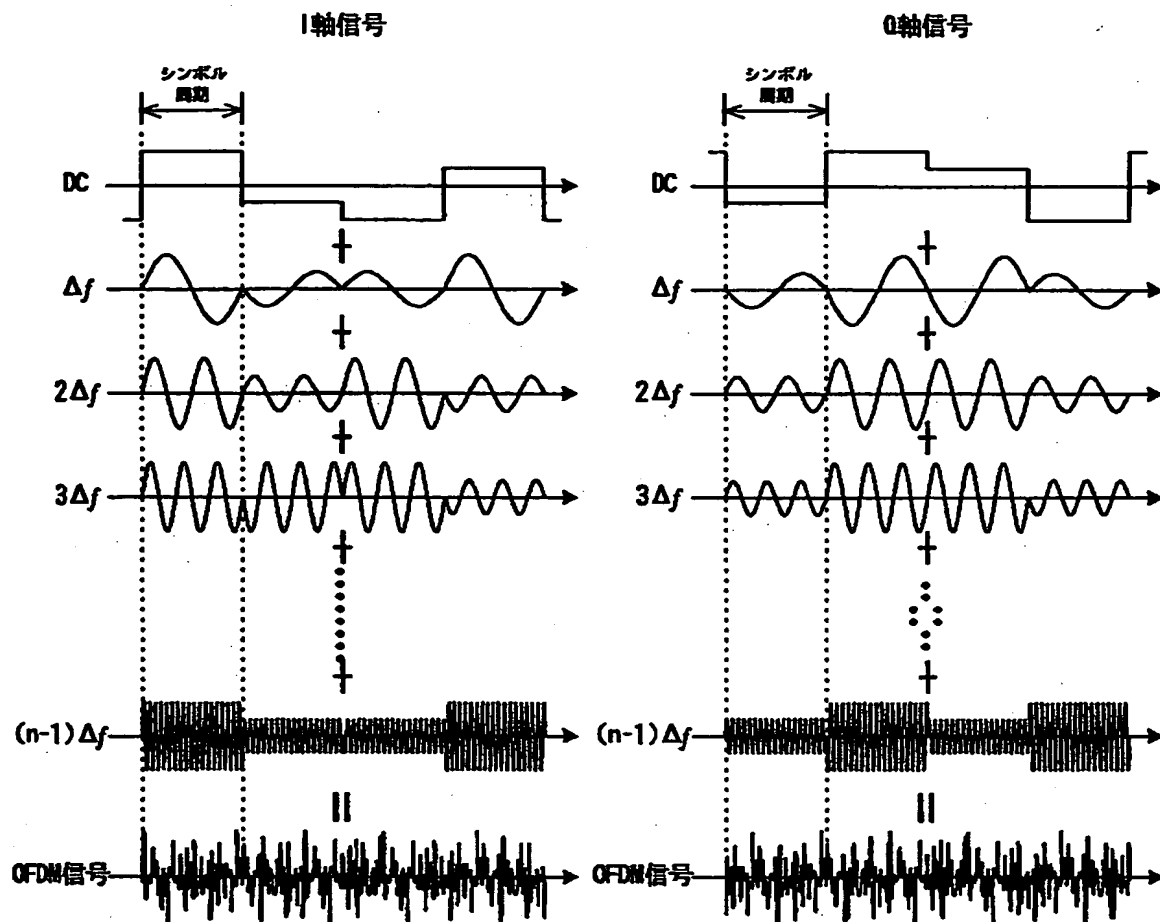
1 : 有効相関位置検出部、11 : 有効相関ピーク検出部、12 : 制御状態保護部、61 : IF/BB変換部、62 : A/D変換部、63 : ヌルシンボル検出部、64 : スweepシンボル相関演算部、66 : VCO制御部、67 : VCO、68 : フレームカウンタ、69 : FFT演算部、6A : 復調処理部、111 : しきい値発生器、112 : 比較器、113 : AND回路、114, 115 : D形フリップフロップ、116, 117 : 減算器、118 : 反転回路、119 : AND回路、11A : 相関値系列カウンタ、11B : 位置補正回路、11C : 干渉判別部、121, : 126 比較器、122, 129 : AND回路、123 : カウンタ上限値発生器、124 : アップダウンカウンタ、125 : 保護値発生器、127 : 0値発生器、128 : 反転回路、12A : セレクタ。

【書類名】 図面

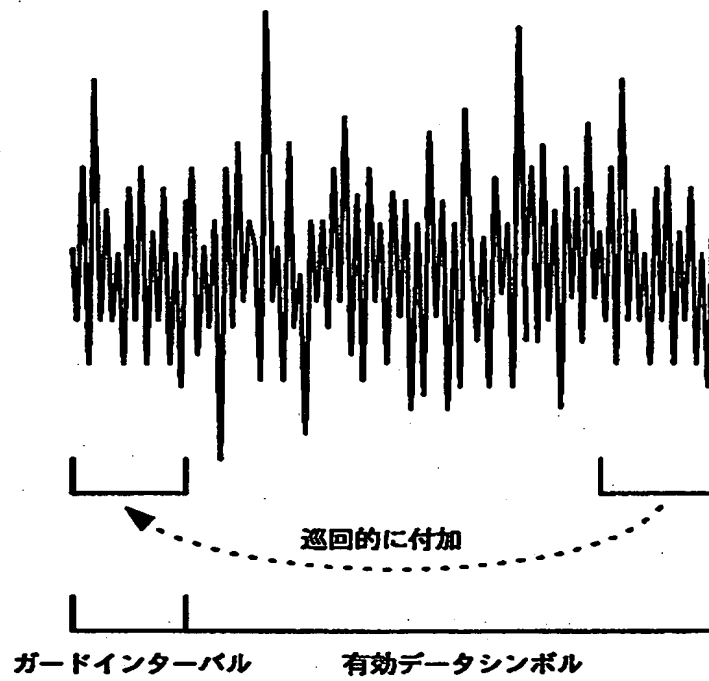
【図 1】



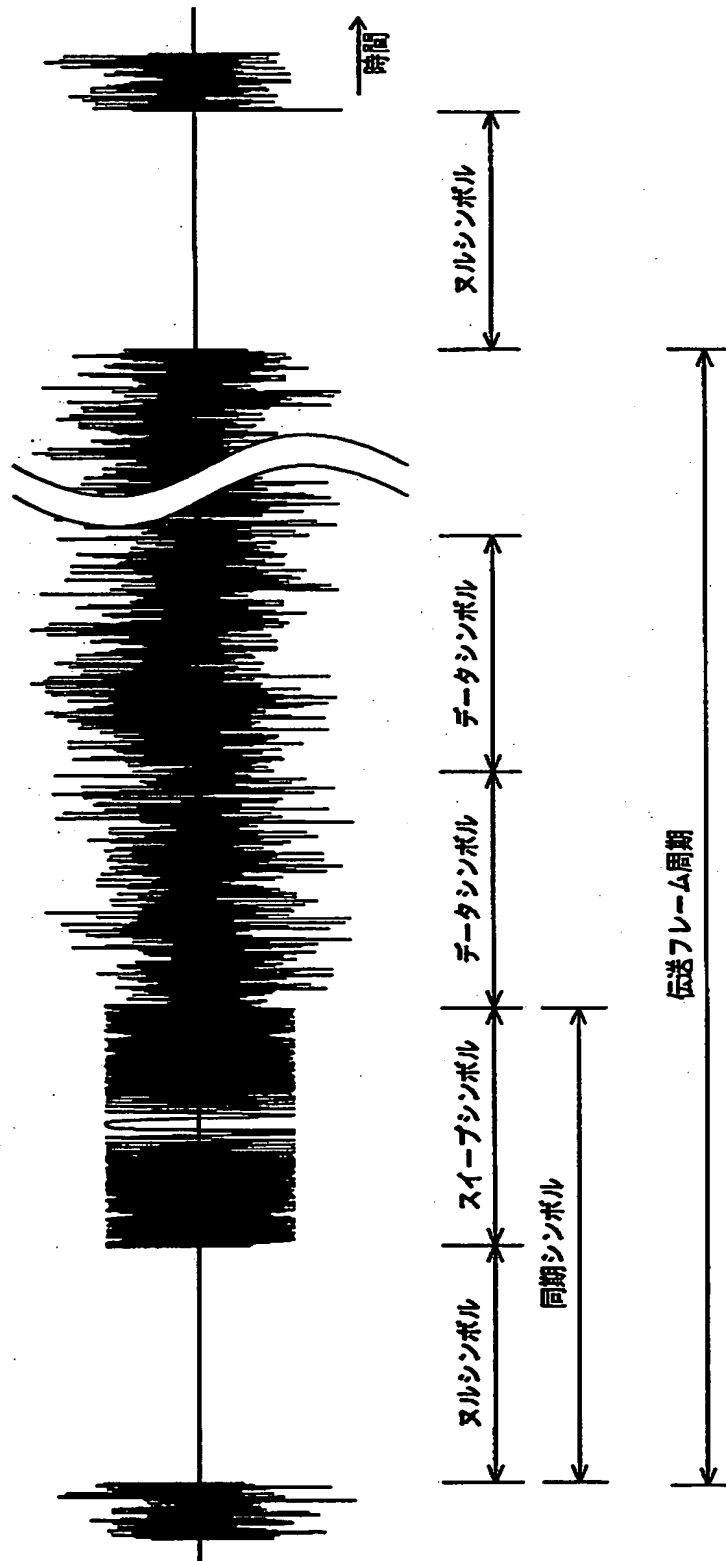
【図 2】



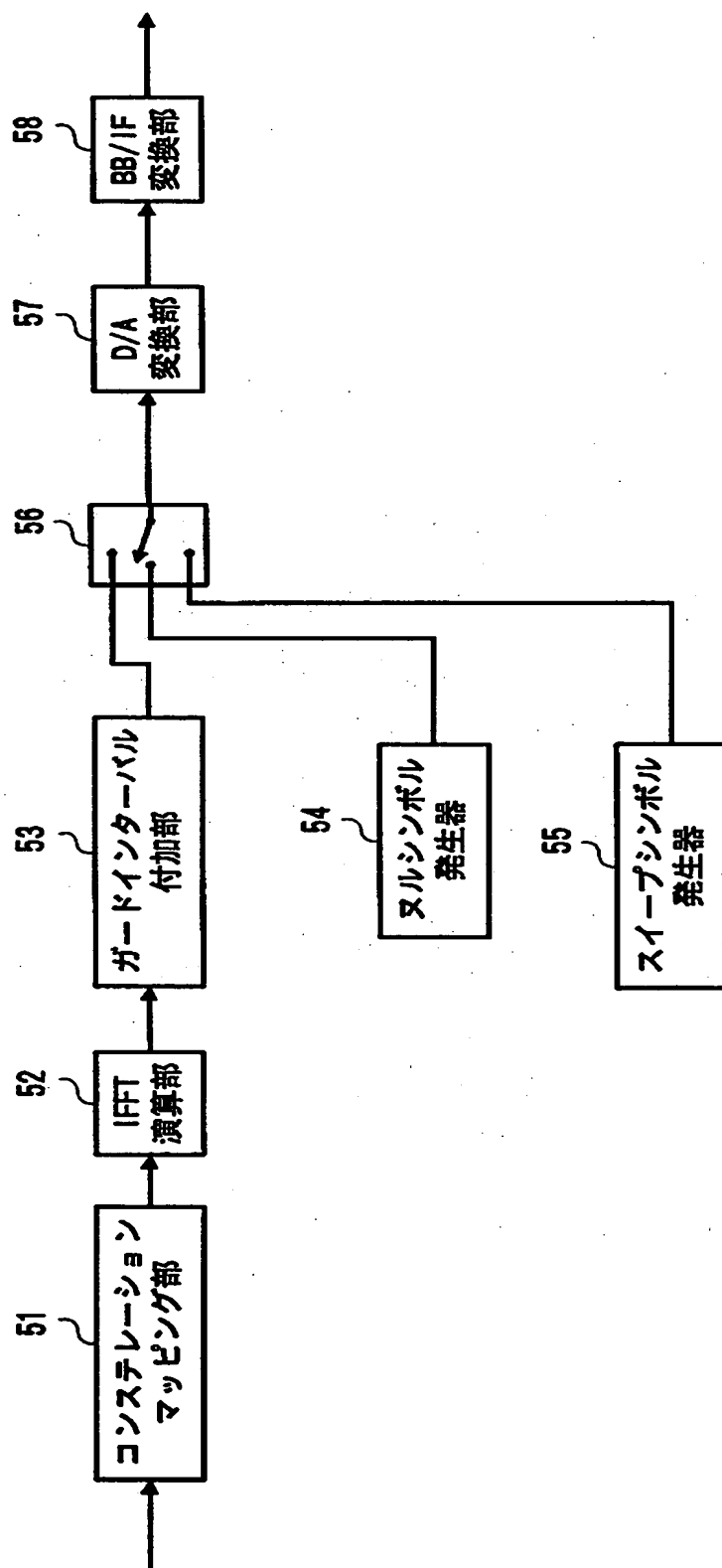
【図 3】



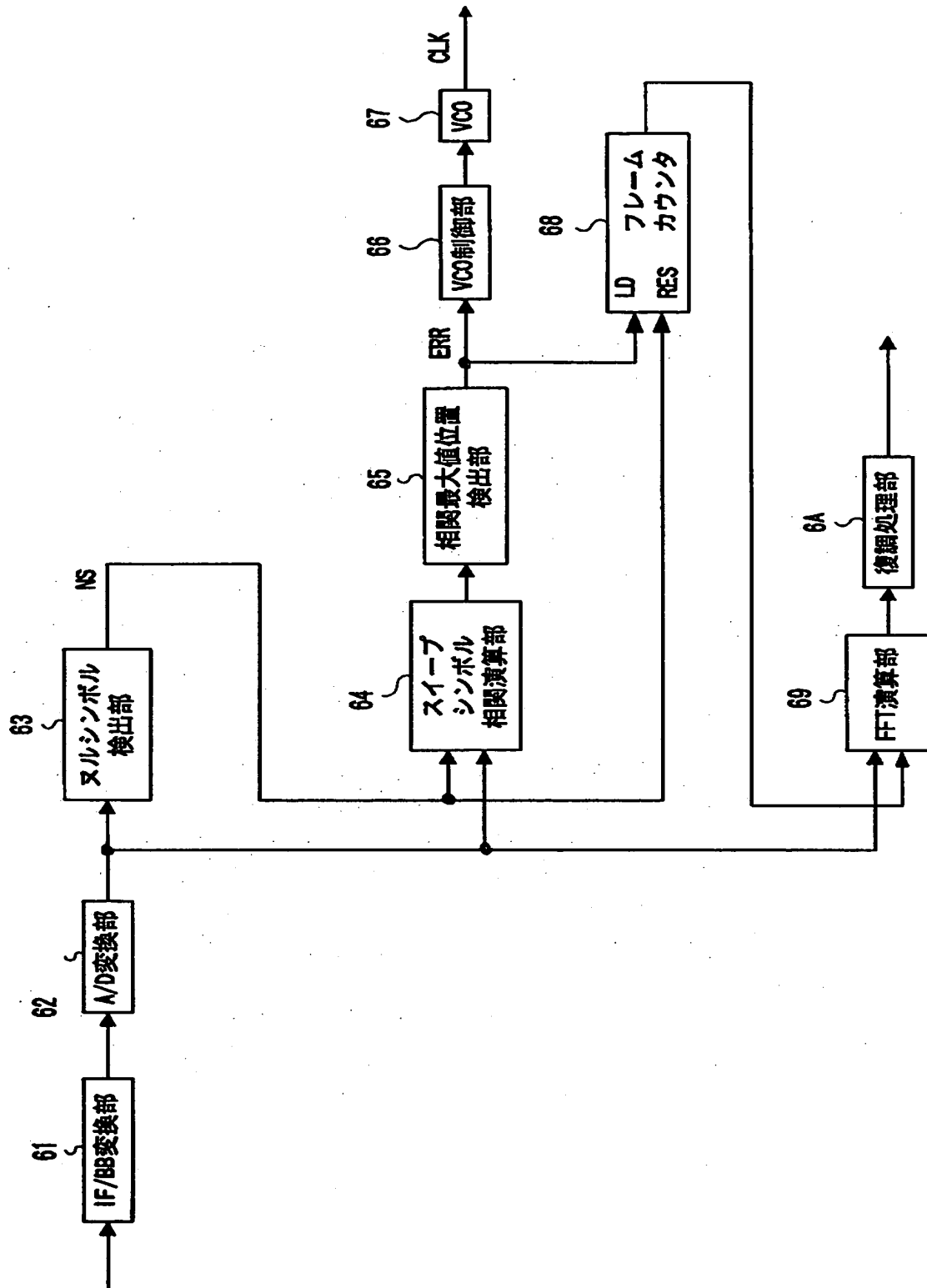
【図 4】



【図 5】

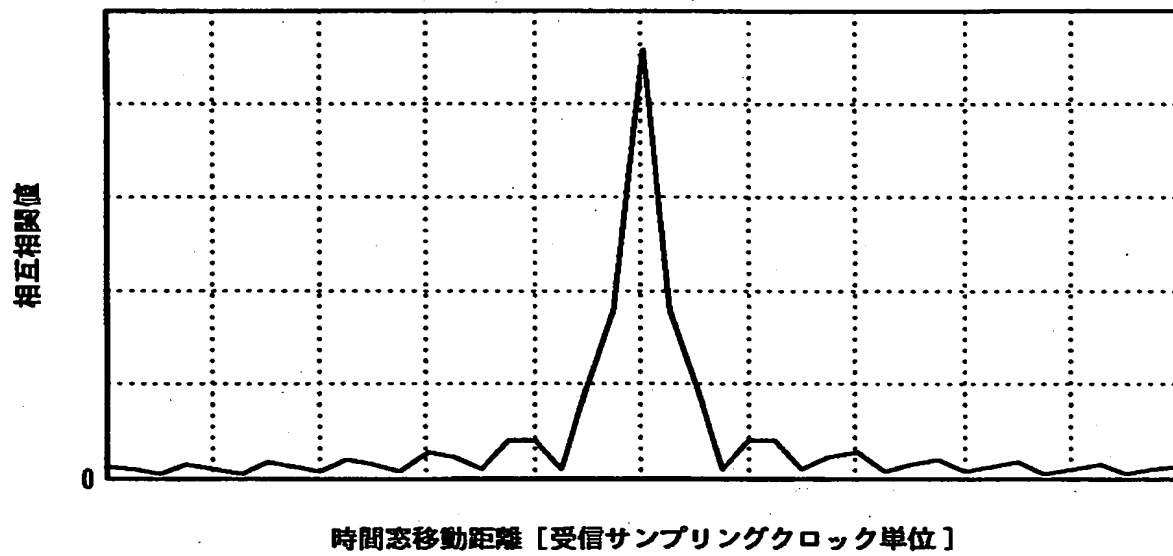


【図 6】

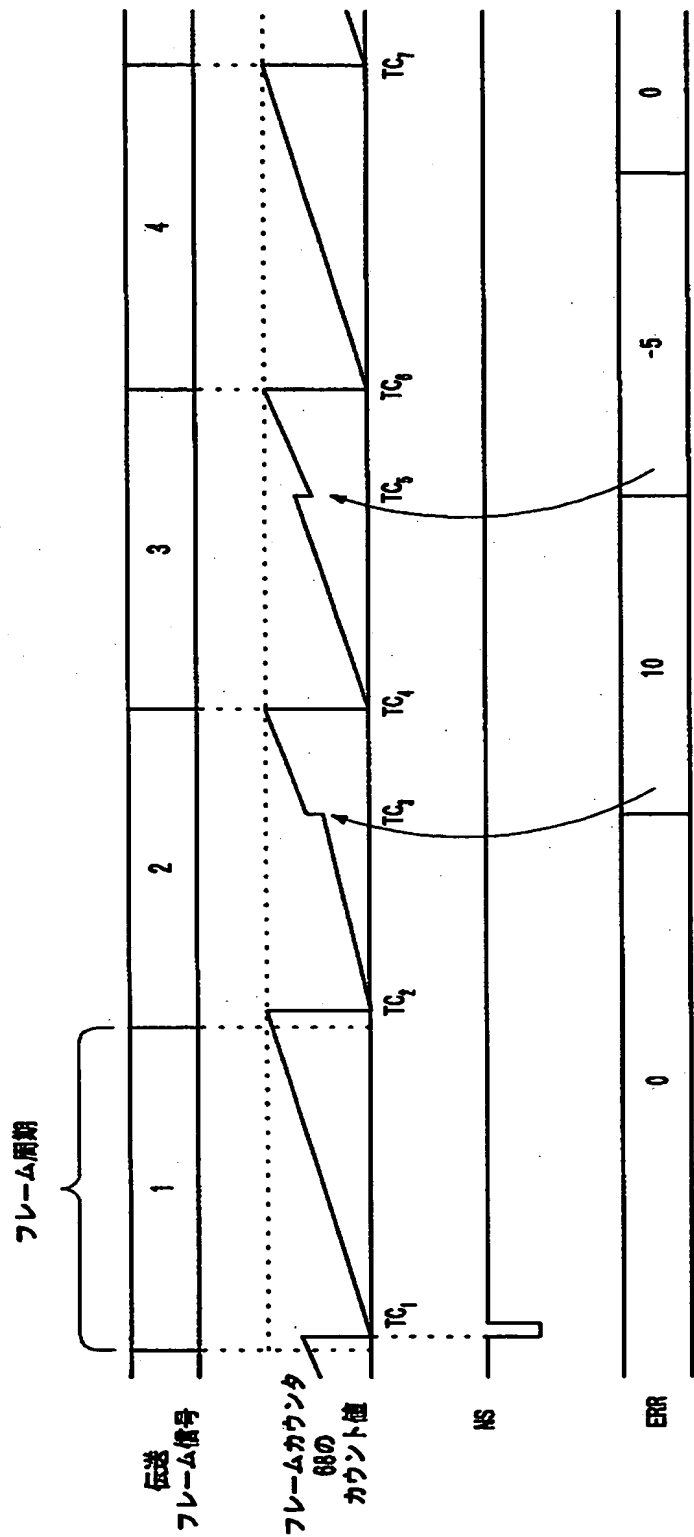




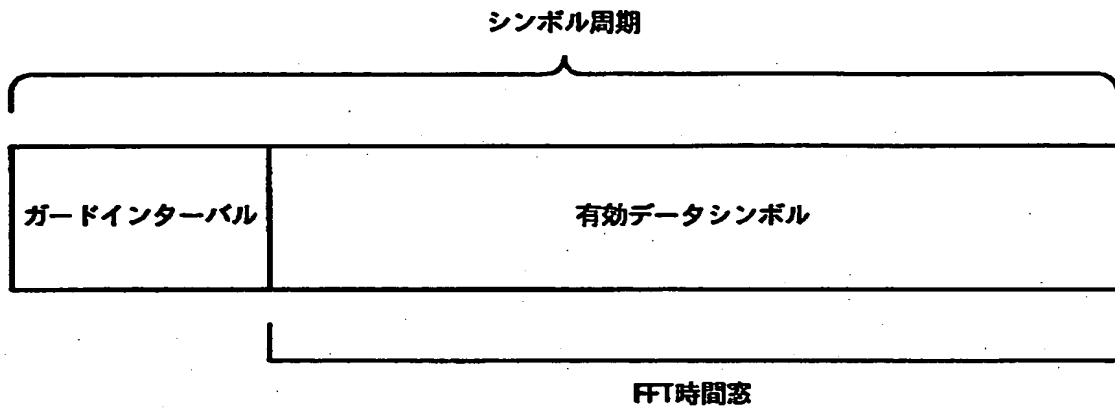
【図 7】



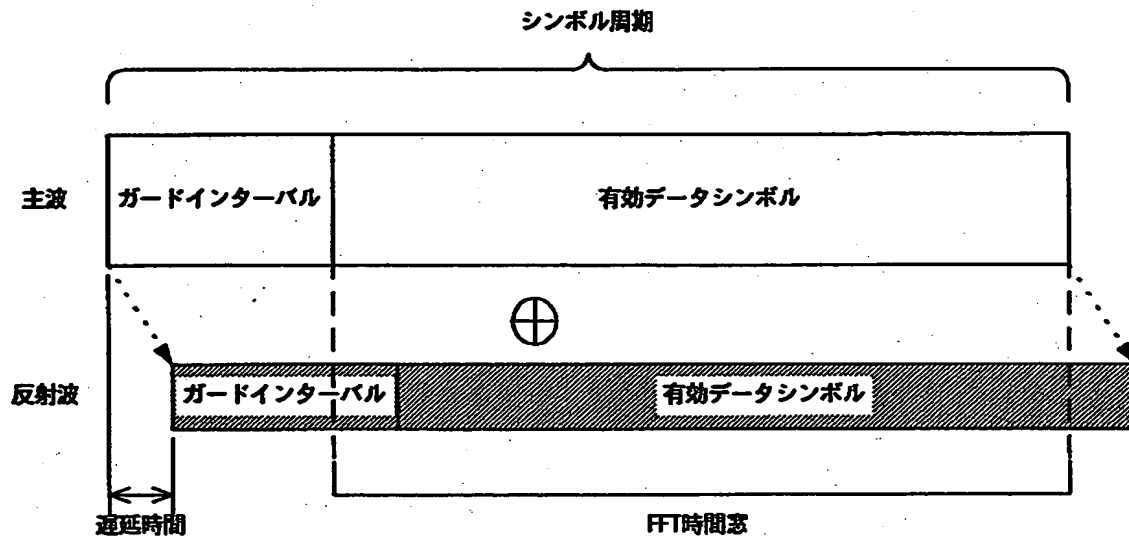
【図 8】



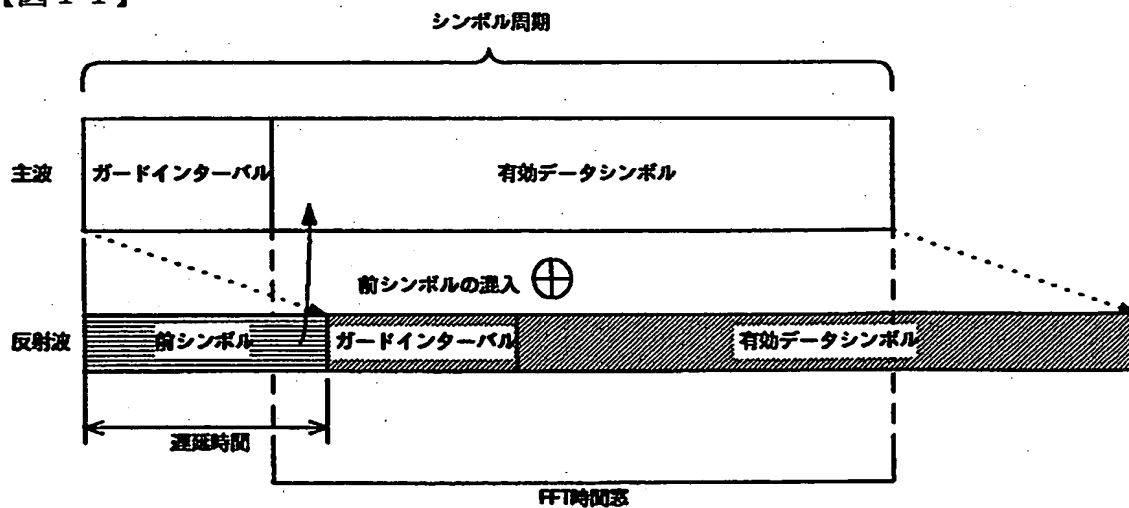
【図 9】



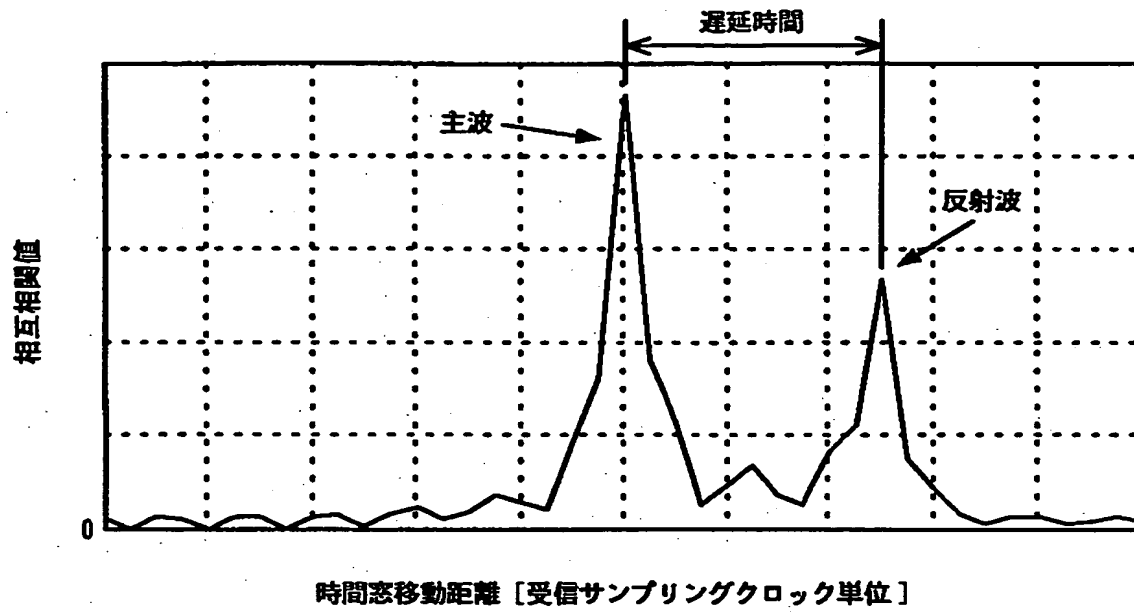
【図 1 0】



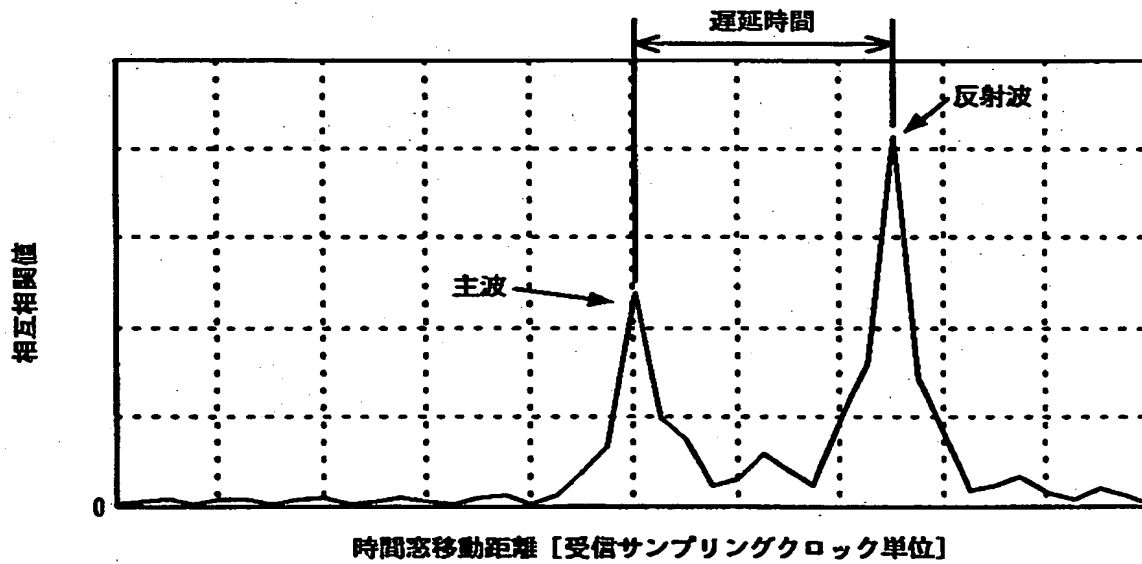
【図 1 1】



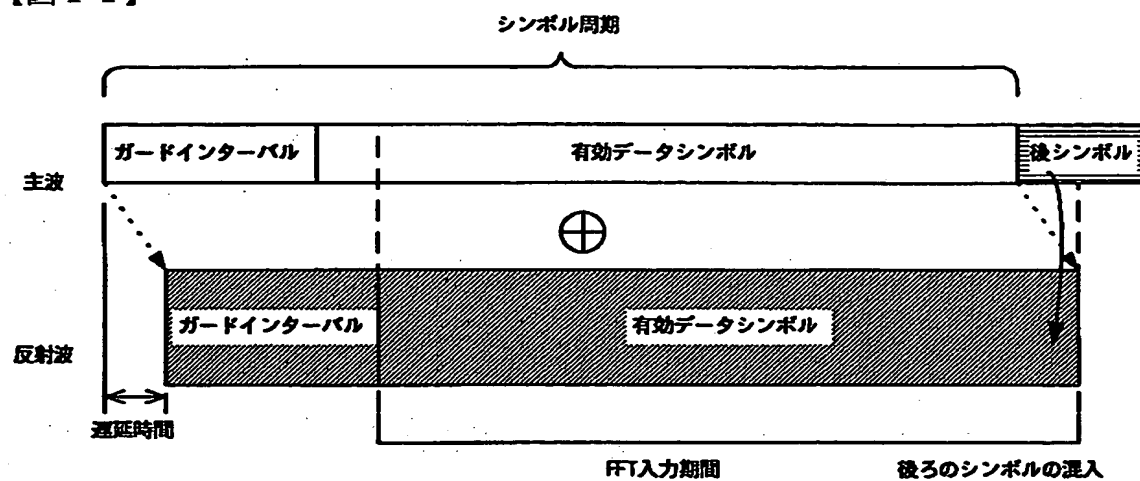
【図 1 2】



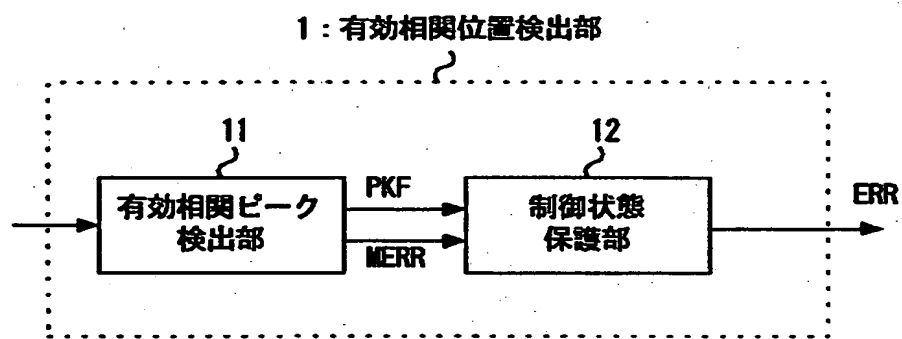
【図 1 3】



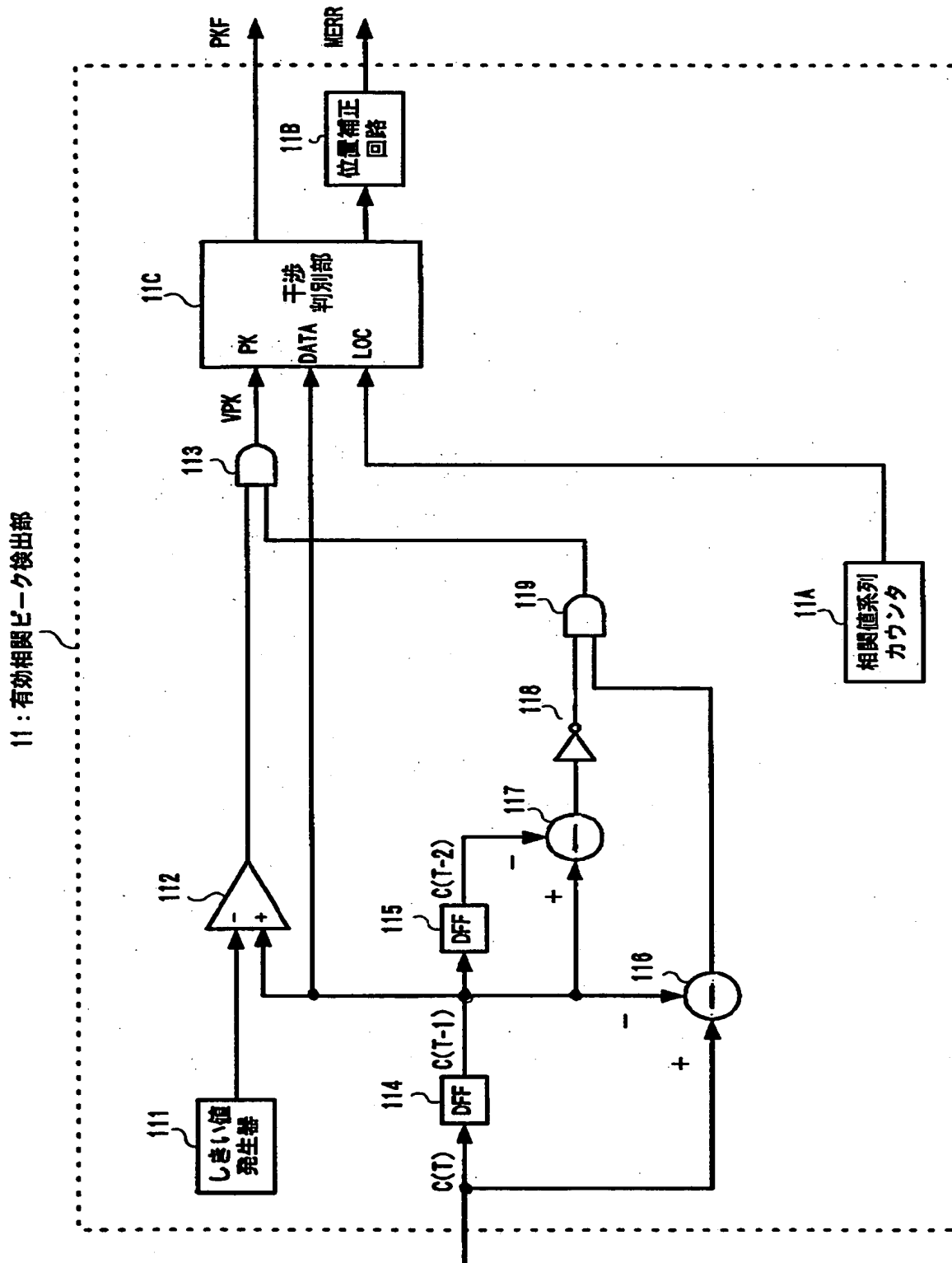
【図 1 4】



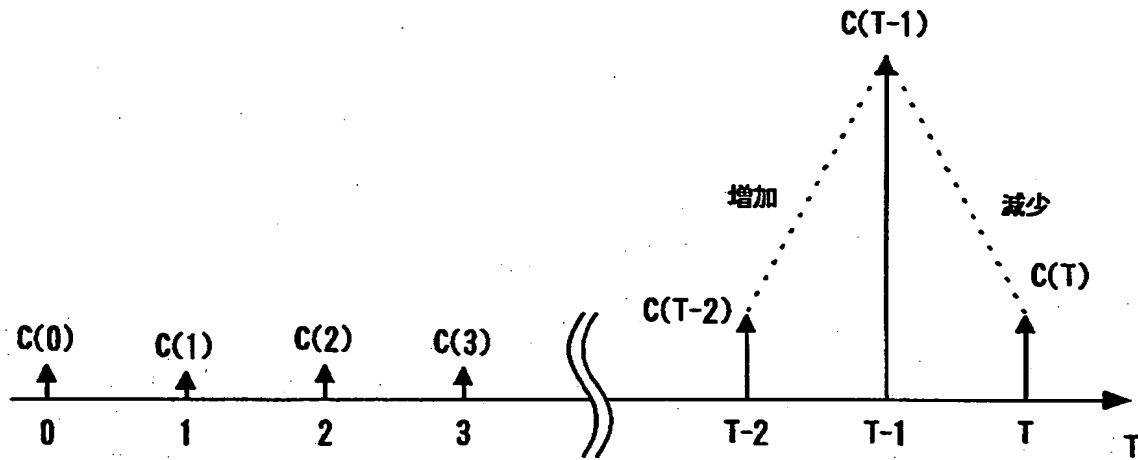
【図 1 5】



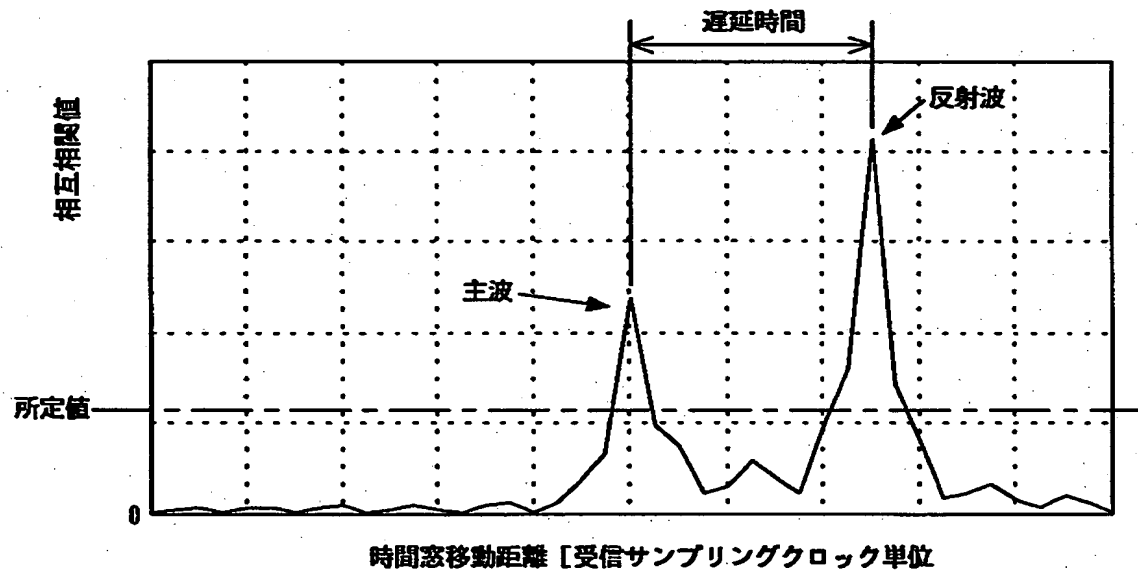
【図 1 6】



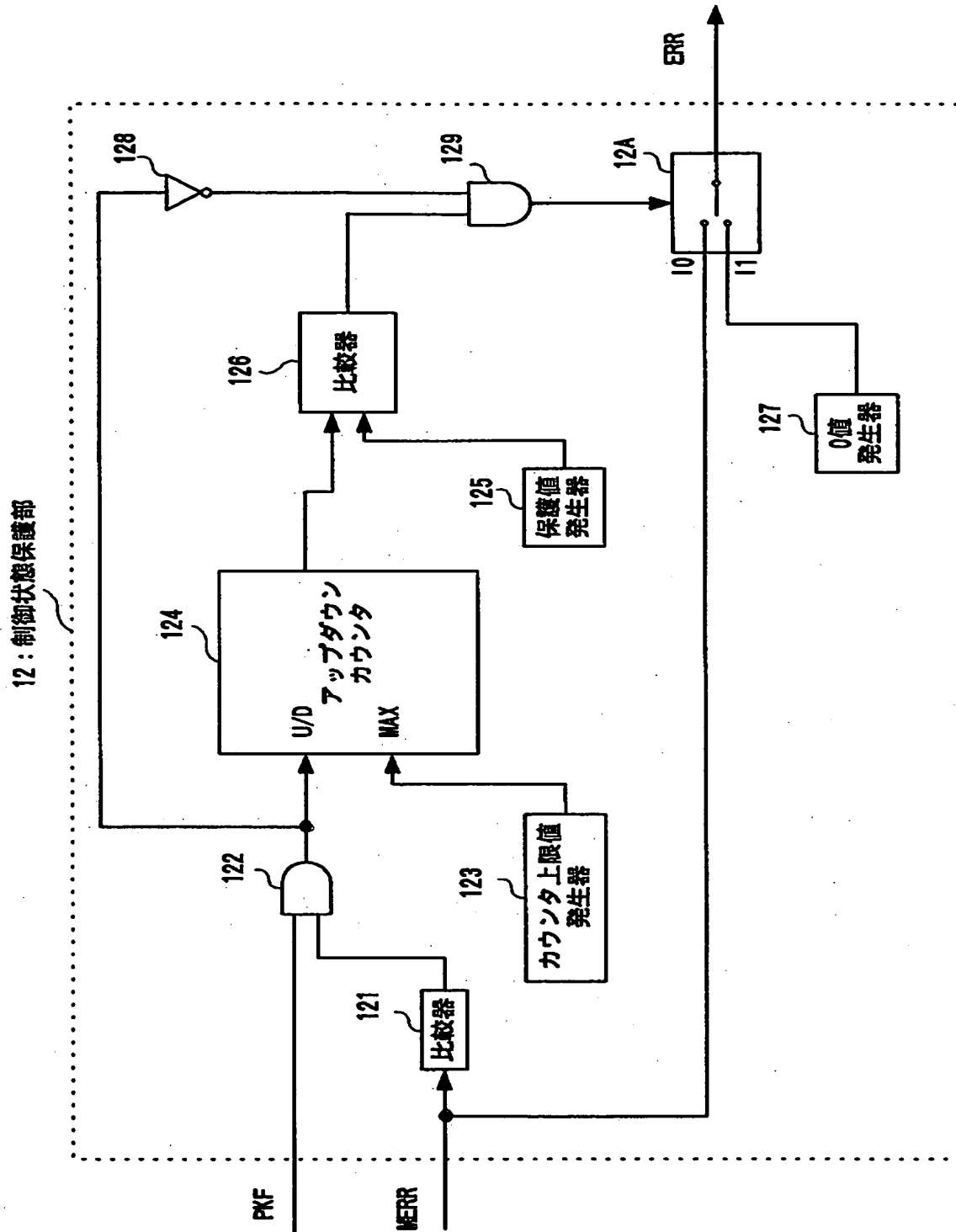
【図 17】



【図 18】

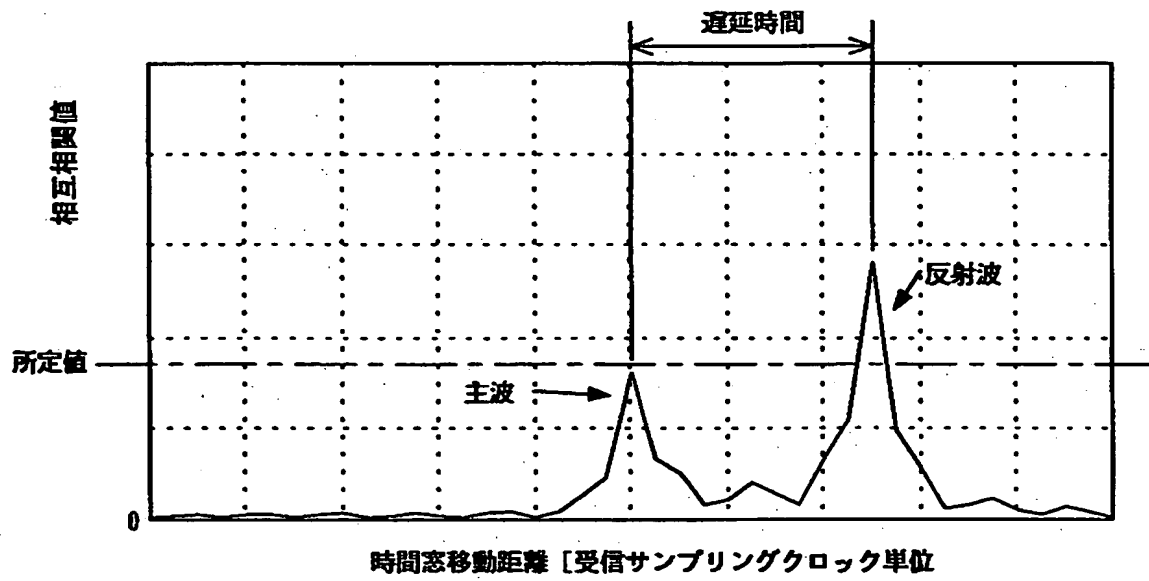


【図 1 9】

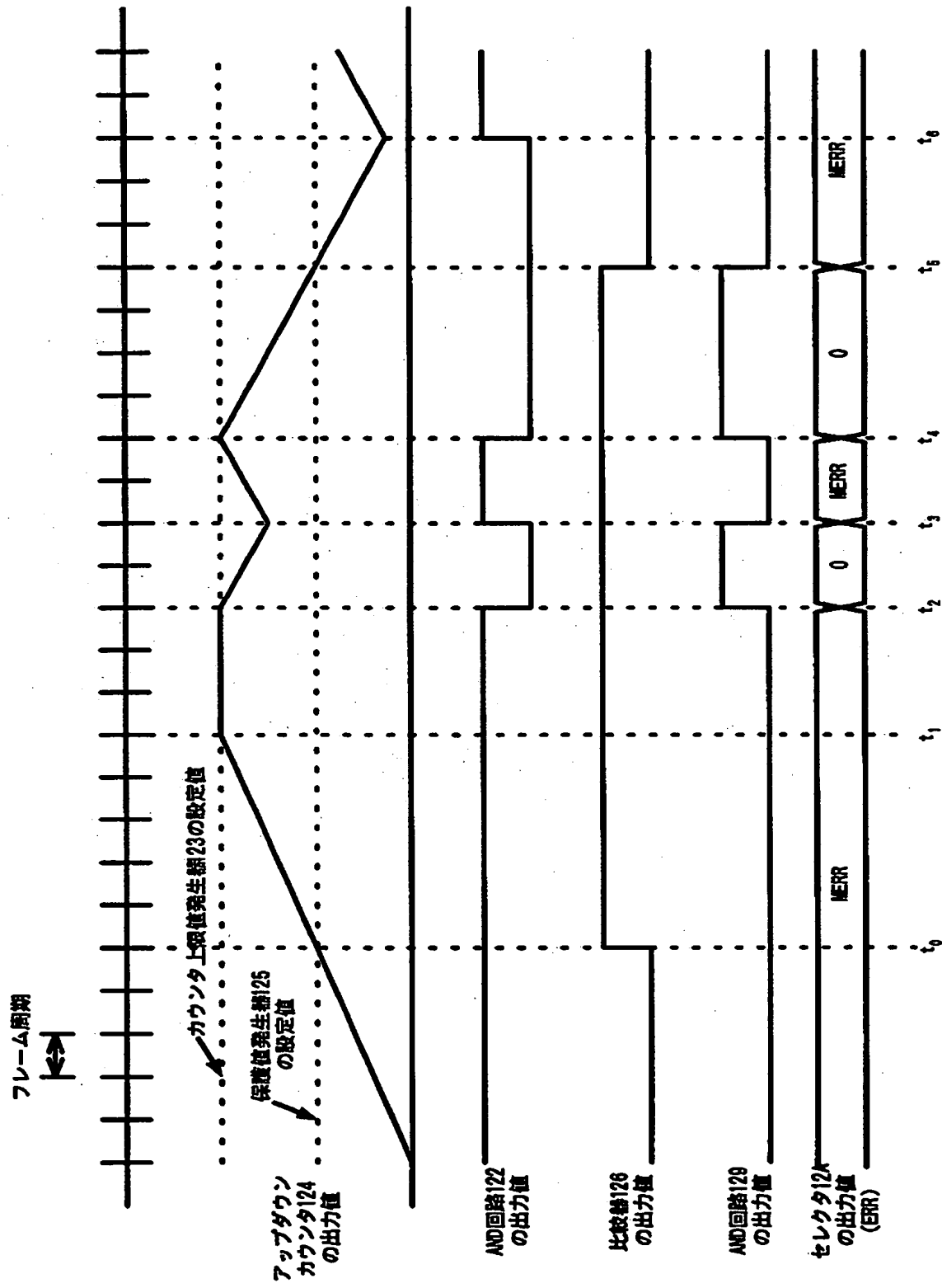




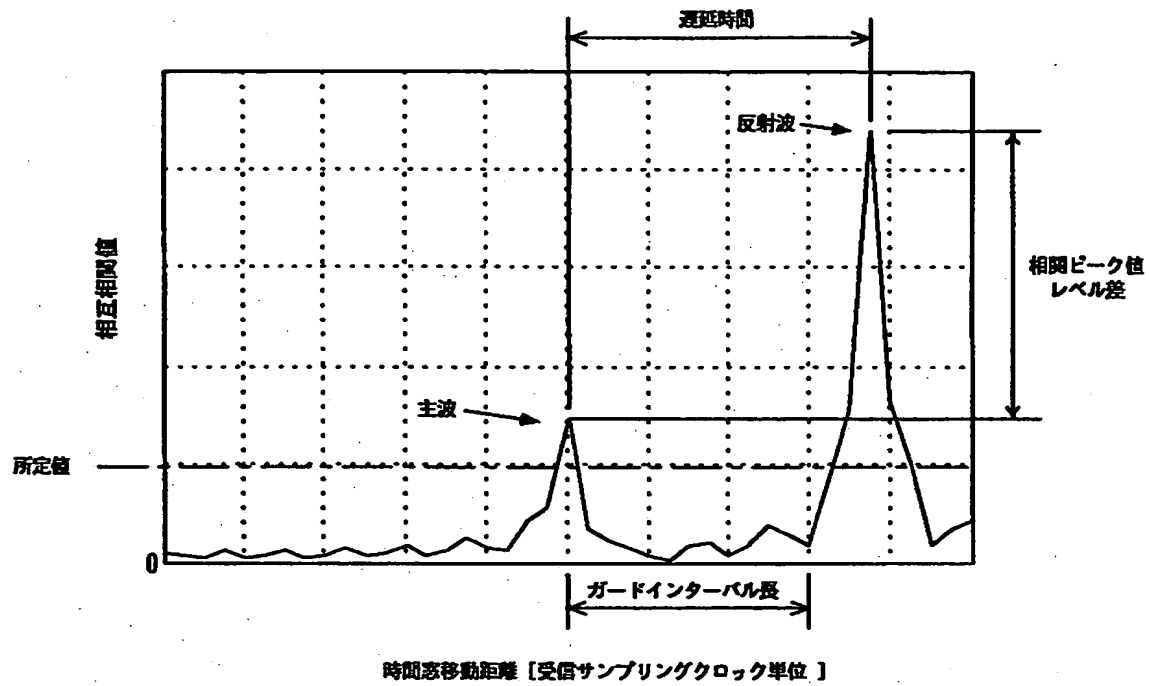
【図 2 0】



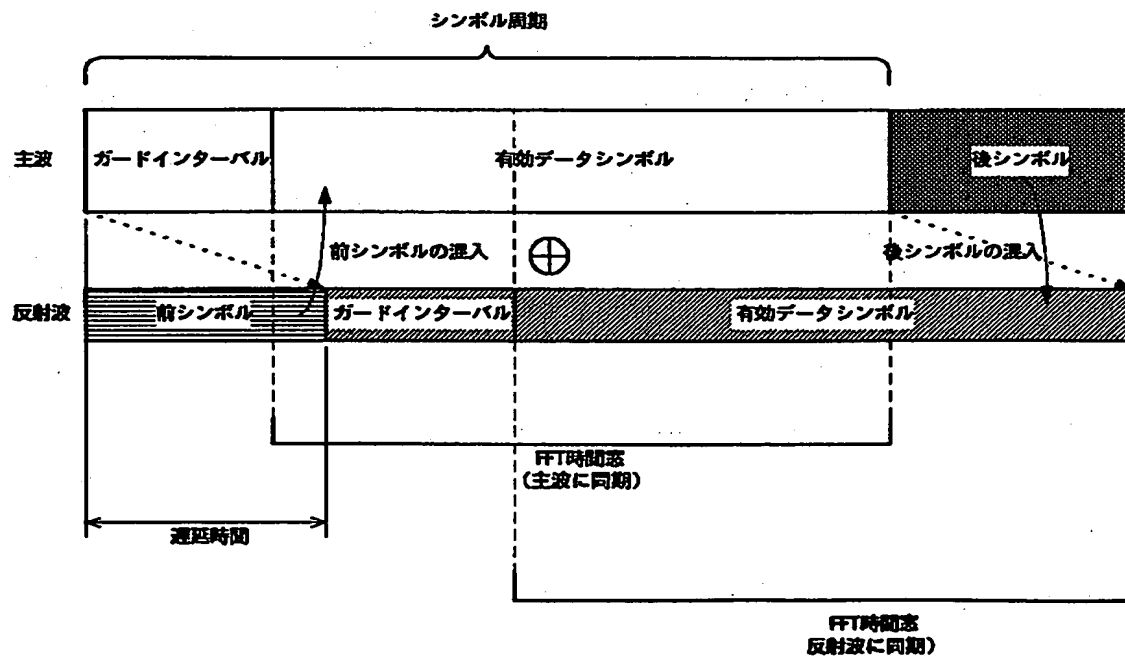
【図 2 1】



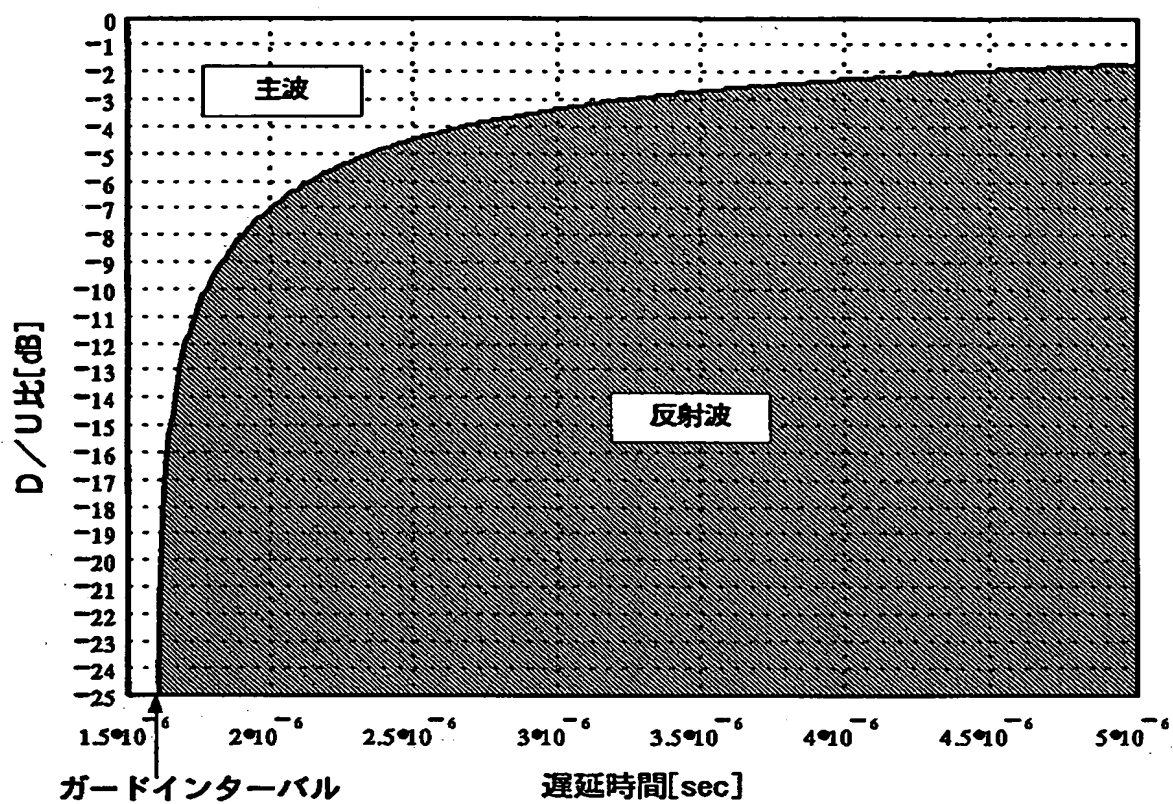
【図 2 2】



【図 2 3】



【図 24】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 OFDM受信装置において、受信サンプリングクロックの同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を、常に適切に行うことを目的とする。

【解決手段】 直交周波数分割多重変調方式を用いたデータ伝送装置において、受信装置に、受信信号と所定の同期シンボル信号との相関演算により得られる相互相関値系列信号を解析してシンボル間干渉が最小となる有効相関ピークを検出し、該検出した有効相関ピークに基づいて当該受信装置の受信サンプリングクロック同期処理及びフレームタイミング、シンボルタイミングの制御を行うようにしたものである。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005429]

1. 変更年月日 1994年 5月 6日  
[変更理由] 住所変更  
住 所 東京都千代田区神田和泉町1番地  
氏 名 日立電子株式会社